

**PRIORITY  
DOCUMENT**

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)



EP 04/10231

REC'D 26 OCT 2004	
WIPO	PCT

**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung  
einer Patentanmeldung**

**Aktenzeichen:** 103 51 115.6

**Anmeldetag:** 03. November 2003

**Anmelder/Inhaber:** Deutsche Thomson-Brandt GmbH,  
78048 Villingen-Schwenningen/DE

**Bezeichnung:** Steuerbarer Mischer

**IPC:** H 03 D, H 04 B

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der  
ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 24. August 2004  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

### Steuerbarer Mischer

Empfänger für modulierte Hochfrequenzsignale werden heutzutage üblicherweise als Überlagerungsempfänger ausgeführt. Überlagerungsempfänger verwenden eine Mischstufe, welcher das zu empfangende Eingangssignal und ein Oszillatorsignal zugeführt ist. Das Oszillatorsignal ist abstimmbar als Funktion der gewünschten Frequenz, welche empfangen werden soll. Die Mischstufe stellt an ihrem Ausgang ein Signal bereit, welches beispielsweise eine niedrigere Frequenz aufweist als das Eingangssignal. Diese Frequenz wird als Zwischenfrequenz bezeichnet. Das auf die Zwischenfrequenz heruntergemischte Eingangssignal wird in einem typischen Empfänger über ein Bandfilter geleitet und in einer nachgeschalteten Demodulatorstufe demoduliert. Häufig ist dem Mischer ein steuerbarer Verstärker vorgeschaltet, welcher den Pegel des Eingangssignals an den Eingang des Mixers anpasst. Diese Maßnahme verhindert, dass durch Nichtlinearitäten der Mischstufe Störsignale durch Übersteuerung entstehen. Andererseits werden schwache Eingangssignale soweit angehoben, dass ein im Mischer hinzugefügtes Rauschen sich nicht negativ auf den Signal-Störabstand auswirkt. Die sogenannte AGC (aus dem Englischen: Automatic Gain Control = Automatische Verstärkungsanpassung) sorgt somit für eine Anpassung des Pegels eines Eingangssignals an eine nachgeschaltete Stufe.

Weiterhin befindet sich häufig auch ein abstimmbares Bandfilter im Signalfluss vor dem Mischer, mit welchem dem Nutzsignal benachbarte Signale verringert oder unterdrückt werden. Die Unterdrückung bzw. Verringerung dem Nutzsignal benachbarter Signale ist erforderlich, weil in dem Mischer Intermodulationsstörungen durch das Nebeneinander von Nutzsignal und Nachbarsignalen hervorgerufen werden können. Außerdem können Nachbarsignale, welche einen höheren

Signalpegel als das Nutzsignal aufweisen, den Mischer  
übersteuern. Dies ist dann der Fall, wenn der der  
Mischstufe vorgeschaltete steuerbare Verstärker den Pegel  
des Nutzsignals an den Eingang des Mixers anpasst, und  
5 gleichzeitig das benachbarte Signal über den zulässigen  
Eingangspegel des Mixers mit anhebt.

Die Unterdrückung von Signalen, welche einem Nutzsignal  
benachbart sind, erfordert einen hohen  
10 schaltungstechnischen Aufwand. Die dem Mischer  
vorgeschalteten Bandfilter müssen mit der abgestimmten  
Frequenz abstimmbare sein. Außerdem müssen Schaltungen oder  
Filter zur Unterdrückung benachbarter Signale bei der  
Fertigung von Empfängern werksseitig abgeglichen werden.

15 Es ist daher wünschenswert, eine Schaltung mit einem  
Mischer anzugeben, welche bei verringertem  
Schaltungsaufwand und reduzierter Notwendigkeit zum  
Abgleich von Schaltungsteilen bei der Fertigung von  
20 Empfängern eine verbesserte Unterdrückung von  
Intermodulationsstörungen und ein verbessertes  
Rauschverhalten aufweist. Weiterhin ist es wünschenswert,  
ein Verfahren zur Steuerung einer erfindungsgemäßen  
Schaltung zur Optimierung der Störfestigkeit anzugeben.

25 Ein solcher Mischer und ein solches Verfahren sind in  
den unabhängigen Ansprüchen angegeben. Vorteilhafte  
Ausgestaltungen und Weiterentwicklungen sind in den  
Unteransprüchen angegeben.

30 Der erfindungsgemäße Mischer weist mindestens einen  
Transistor auf, dessen Arbeitspunkt über ein Steuersignal  
einstellbar ist. Eine über ein dem Mischer nachgeschaltetes  
Bandfilter angeschlossene Auswerteschaltung wertet die  
35 Signalqualität des Ausgangssignals aus. Bei starken  
Intermodulationsstörungen, wie sie z.B. entstehen, wenn

zwei starke Signale frequenzmäßig nahe beieinander liegen, wird der Arbeitspunkt des Mischers so eingestellt, dass ein hoher Kollektorstrom fließt. Bei hohem Kollektorstrom steigt die Aussteuerbarkeit des Transistors im Mischer an.

5 Die höhere Aussteuerbarkeit wird für zwei benachbarte starke Signale benötigt, um das Entstehen von Intermodulationsprodukten an Nichtlinearitäten des Transistors zu vermeiden. Bei einer Ausführung des Mischers wird ein Effekt genutzt, welcher insbesondere bei

10 Bipolartransistoren auftritt. Hier sinkt bei hohen Kollektorströmen, welche für große Eingangssignale erforderlich sind, gleichzeitig die Mischverstärkung des Transistors. Bei kleinen Kollektorströmen steigt die Mischverstärkung. Bei kleinen Eingangssignalen sowie bei

15 nur geringem Pegel der benachbarten Signale wird der Kollektorstrom reduziert, weil die Anforderungen an die Aussteuerbarkeit des Transistors kleiner sind. Gleichzeitig ergibt sich bei Mischern aufgebaut mit Bipolartransistoren eine größere Mischverstärkung, die bei kleinen

20 Eingangssignalen erwünscht ist. Weiterhin reduziert sich bei kleinen Kollektorströmen auch das Rauschen des Transistors.

Beim Empfang digital codierter Signale, bei welchen

25 eine Fehlerkorrektur möglich ist, ist die Signalqualität in einfacher Weise durch Auswertung der Fehlerrate bestimmbar. Es sind jedoch abhängig von der verwendeten Modulationsart und vom Eingangssignal auch andere Möglichkeiten zur Bestimmung der Signalqualität denkbar, z.B. eine Analyse

30 des Frequenzspektrums des Ausgangssignals der Mischstufe.

Die Erfindung erlaubt in vorteilhafter Weise die dynamische Anpassung der Mischerkennlinie an die jeweilige Empfangssituation unter Berücksichtigung dem Empfangssignal

35 benachbarter Signale. Dadurch ist eine verbesserte

Störfestigkeit bei verringertem Schaltungsaufwand erreichbar.

Eine erfindungsgemäße Empfängerschaltung zum Empfang digitaler Signale benötigt keine abstimmbaren Bandfilter am Eingang. Die digitale Schaltung wertet die Fehlerrate des empfangenen Signals aus und steuert die Mischstufe bezüglich ihrer Kennlinie entsprechend.

Die Schaltung und das Verfahren eignen sich insbesondere auch für mobile Geräte oder andere Geräte, bei denen der Stromverbrauch minimal sein soll (Intelligentes Powermanagement). Die dynamische Einstellung der Kennlinie des Transistors der Mischstufe erlaubt es, bei guter Empfangssituation und geringen Signalpegeln den Kollektorstrom und somit den gesamten Stromverbrauch zu verringern. Die verringerte Stromaufnahme erlaubt es in vorteilhafter Weise den Aufwand zur Wärmeabfuhr in der Schaltung zu verringern. Auch die Integration des Mischers und weiterer Bauteile, wie z.B. Demodulator, in eine einzelne integrierte Schaltung wird dadurch erleichtert.

In einer Weiterentwicklung sind Startwerte zum Betrieb des Mischers im Empfänger in einem Speicher abgespeichert. Diese Startwerte beinhalten beispielsweise Informationen über das Modulationsverfahren, die Code- und/oder die Symbolrate. Das Modulationsverfahren kann, unter anderem, Phasenmodulationsverfahren wie z.B. BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 8PSK (8 Phase Shift Keying) oder kombinierte Phasen-Amplitudenmodulationsverfahren wie z.B. QAM (Quadrature Amplitude Modulation) oder auch Frequenzmodulationsverfahren wie z.B. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) umfassen.

Ausgehend von den Startwerten wird die aktuelle Signalqualität bewertet und der Arbeitspunkt des Mischers so eingestellt, dass mindestens eine gewünschte minimale Signalqualität erreicht wird. Werte für eine gewünschte minimale Signalqualität sind vorteilhafterweise ebenfalls in dem Speicher gespeichert, wobei die gewünschte minimale Signalqualität je nach verwendetem Modulationsverfahren verschieden sein kann. In diesem Fall sind zu jedem Modulationsverfahren Werte für die gewünschte minimale Signalqualität gespeichert. Im Falle digital codierter Signale verhält sich die Signalqualität umgekehrt proportional zu der Fehlerrate.

In wiederum einer Weiterentwicklung sind zu verschiedenen der vorstehend genannten Startwerte jeweils individuelle Optimierungsroutinen gespeichert. Die Optimierungsroutinen werden dann benutzt, eine optimale Einstellung des Mischers zu erreichen.

Die theoretische Grundlage für die Erfindung ist aus der Betrachtung der nichtlinearen Übertragungskennlinie eines Vierpols ableitbar (hier nur bis zur 3. Ordnung wiedergegeben) :

$$y = a \cdot x + b \cdot x^2 + c \cdot x^3 \quad (1)$$

Auf den Vierpol mit der Übertragungsfunktion gemäß (1) wird ein Zweitonsignal  $x(t)$  gegeben:

$$x(t) = u \cdot \sin(\varpi_1 \cdot t) + v \cdot \sin(\varpi_2 \cdot t) \quad (2)$$

Durch Einsetzen von (2) in (1) erhält man (3) :

$$y = \frac{1}{2}b \cdot u^2 + \frac{1}{2}b \cdot v^2 \quad [1]$$

$$+ a \cdot u \cdot \sin(\varpi_1 \cdot t) + a \cdot v \cdot \sin(\varpi_2 \cdot t) + \frac{3}{4}c \cdot u^3 \cdot \sin(\varpi_1 \cdot t) + \frac{3}{4}c \cdot v^3 \cdot \sin(\varpi_2 \cdot t)$$

[2]

$$+ \frac{3}{2}c \cdot u \cdot v^2 \cdot \sin(\varpi_1 \cdot t) + \frac{3}{2}c \cdot u^2 \cdot v \cdot \sin(\varpi_2 \cdot t) \quad [3]$$

$$+ b \cdot u \cdot v \cdot \cos((\varpi_1 - \varpi_2)t) - b \cdot u \cdot v \cdot \cos((\varpi_1 + \varpi_2)t) \quad [4]$$

$$- \frac{1}{2}b \cdot u^2 \cdot \cos(2\varpi_1 \cdot t) - \frac{1}{2}b \cdot v^2 \cdot \cos(2\varpi_2 \cdot t) \quad [5]$$

$$- \frac{3}{4}c \cdot u^2 \cdot v \cdot \sin((2\varpi_1 \pm \varpi_2)t) - \frac{3}{4}c \cdot u \cdot v^2 \cdot \sin((\varpi_1 \pm 2\varpi_2)t) \quad [6]$$

$$- \frac{1}{4}c \cdot u^3 \cdot \sin(3\varpi_1 \cdot t) - \frac{1}{4}c \cdot v^3 \cdot \sin(3\varpi_2 \cdot t) \quad [7]$$

10 In der obenstehenden Gleichung stehen die  
Gleichungsteile

[1] für den Gleichanteil,

[2] für den linearen Anteil,

[3] für den Kreuzmodulationsanteil,

15 [4] für die Intermodulation IM2,

[5] für den quadratischen Anteil (doppelte Frequenzen der  
Signale  $\omega_1$  und  $\omega_2$ );

[6] für die Intermodulation IM3, und

[7] für den kubischen Anteil (dreifache Frequenzen der

20 Signale  $\omega_1$  und  $\omega_2$ ).

Durch geeignete Steuerung der Mischerkennlinie sind die  
Faktoren b und c in (1) so steuerbar, dass die  
nichtlinearen Anteile IM2 [4] und IM3 [6] veränderbar sind.

25 Die Steuerung Kennlinie und damit der Faktoren b und c  
erfolgt in der erfindungsgemäßen Schaltung über den  
Steuereingang.

Die Erfindung soll im Folgenden anhand der Zeichnung  
30 beschrieben werden. In der Zeichnung zeigt

- Fig. 1 einen Empfänger gemäß dem Stand der Technik,  
Fig. 2 einen Empfänger mit einem erfindungsgemäßen  
Mischer,  
5 Fig. 3 eine erste schematische Darstellung eines  
erfindungsgemäßen Mischers,  
Fig. 4 eine zweite schematische Darstellung eines  
erfindungsgemäßen Mischers,  
Fig. 5 eine Darstellung der Intermodulationsfestigkeit  
10 in Abhängigkeit vom Kollektorstroms für einen  
Transistor,  
Fig. 6 eine schematische Darstellung der Eingangs- bzw.  
Ausgangssignale eines Mischers bei verschiedenen  
Arbeitspunkten eines Transistors.

15

In den Figuren sind gleiche oder ähnliche Elemente mit gleichen Bezugszeichen versehen.

In der Fig. 1 ist ein schematisches Blockschaltbild  
20 eines Empfängers nach dem Stand der Technik dargestellt.  
Ein Eingangssignal  $RF_{in}$  gelangt an ein abstimmbares  
Bandfilter 1. Das abstimmbare Bandfilter 1 dient zur  
Selektion des gewünschten Eingangssignals und zur  
Unterdrückung möglicher benachbarter Signale. Von dem  
25 abstimmbaren Bandfilter 1 gelangt das Signal an einen  
Verstärker 2 mit einstellbarer Verstärkung. Der Verstärker  
2 ist mit einem Mischer 3 verbunden. Dem Mischer 3 ist  
zusätzlich noch das Signal eines Oszillators 4 mit  
einestellbarer Frequenz zugeführt. Am Ausgang des Mischers 3  
30 steht ein Zwischenfrequenzsignal ZF mit einer Frequenz an,  
welche niedriger ist als die Frequenz des Eingangssignals  
 $RF_{in}$ . Das Zwischenfrequenzsignal ZF gelangt an ein  
Bandfilter 6 mit fester Mittenfrequenz. Von dem Bandfilter  
6 gelangt das Zwischenfrequenzsignal an eine Regelschaltung  
35 7 und an einen Demodulator 8. An einem Ausgang 9 des  
Demodulators 8 steht das demodulierte Signal zur weiteren



Bearbeitung zur Verfügung. Die Regelschaltung 7 steuert über ein Regelsignal AGC den einstellbaren Verstärker 2. Diese Regelschleife stellt sicher, dass das Eingangssignal  $RF_{in}$  mit einem geeigneten Signalpegel am Mischer 3 anliegt. Der Demodulator 8 demoduliert das Signal zur weiteren Verarbeitung.

In Fig. 2 ist ein schematisches Blockschaltbild eines Empfängers mit einem erfindungsgemäßen Mischer dargestellt. Ein Eingangssignal  $RF_{in}$  gelangt an einen Verstärker 2. Vom Verstärker 2 gelangt das Eingangssignal an einen Mischer 3. Dem Mischer 3 ist das Signal eines Oszillators 4 mit einstellbarer Frequenz zugeführt. Weiterhin ist dem Mischer 3 ein Signal AGQC zugeführt. Vom Ausgang des Mixers 3 gelangt ein Zwischenfrequenzsignal ZF an ein Bandfilter 6 mit fester Mittenfrequenz. Von dem Bandfilter 6 gelangt das Signal an einen Demodulator 8. Der Demodulator 8 demoduliert das empfangene Signal und stellt es an einem Ausgang 9 zur Verfügung. Das Signal am Ausgang 9 gelangt außerdem an eine Auswerteschaltung 7, welche die Signalqualität bewertet und in Abhängigkeit von der Qualität des empfangenen und demodulierten Signals das Kontrollsignal AGQC erzeugt, welches an den Mischer 3 angelegt ist. Für die Speicherung und das Lesen von Startwerten sowie während des Betriebes gewonnener Daten ist ein Speicher 5 an die Auswerteschaltung angeschlossen.

In Fig. 3 ist ein erstes schematisches Schaltbild eines erfindungsgemäßen Mixers dargestellt. Ein Hochfrequenzsignal  $RF_{in}$  gelangt über einen Koppelkondensator 11 an den Basisanschluss eines Transistors 12. Der Arbeitspunkt des Transistors 12 ist über einen Spannungsteiler mit den Widerständen 13 und 14 an dem Basisanschluss des Transistors 12 eingestellt. Eine Steuerspannung  $U_s$  ist über einen Widerstand 16 an den Basisanschluss des Transistors 12 angelegt. Die

Steuerspannung  $U_s$  ist von dem in der Figur nicht dargestellten Signal AGQC abgeleitet. Mittels der Steuerspannung  $U_s$  kann der Arbeitspunkt des Transistors 12 verändert werden. Am Kollektoranschluss des Transistors 12 sind in einer Parallelschaltung ein Kondensator 18 und eine Induktivität 19 gegen eine Betriebsspannung  $U_B$  angeschlossen. Die Parallelschaltung des Kondensators 18 und der Induktivität 19 bildet ein ZF-Filter 17. Am Kollektorausgang des Transistors 12 liegt weiterhin das Zwischenfrequenzsignal ZF an, welches über einen Koppelkondensator 23 ausgekoppelt ist. An den Emitteranschluss des Transistors 12 ist ein Emitter-Widerstand 22 gegen Masse angeschlossen. Weiterhin wird dem Emitteranschluss des Transistors 12 über einen Koppelkondensator 21 das Signal LO eines in der Figur nicht dargestellten Oszillators mit veränderbarer Frequenz zugeführt.

In Fig. 4 ist eine zweite schematische Darstellung eines erfindungsgemäßen Mischers dargestellt. Der Mischer in der Fig. 4 ist zur Verarbeitung symmetrischer Signale geeignet. Das negative Vorzeichen in der Bezeichnung der Signale deutet die Gegenphasigkeit der Signale an. Ein Signal  $RF_{in}$  gelangt über einen Koppelkondensator 11 an die Basisanschlüsse zweier Transistoren 26 und 29. Die Basisanschlüsse der Transistoren 26 und 29 sind über einen Widerstand 14 mit Masse verbunden. Ein gegenphasiges Signal  $-RF_{in}$  gelangt über einen Koppelkondensator 111 an die Basisanschlüsse zweier Transistoren 27 und 28. Die Basisanschlüsse der Transistoren 27 und 28 sind über einen Widerstand 114 mit Masse verbunden. Die Transistorpaare 26 und 27 sowie 28 und 29 sind als Differenzverstärker geschaltet. Die Emitter der Transistorpaare 26 und 27 sowie 28 und 29 sind jeweils miteinander verbunden. Die verbundenen Emitteranschlüsse der Transistoren 26 und 27 sind über einen Widerstand 30 und einen Kondensator 31

gegen Masse geschaltet. Die verbundenen Emitteranschlüsse des Transistorpaars 28 und 29 sind über einen Widerstand 130 ebenfalls an den Kondensator 31 angeschlossen und über diesen mit Masse verbunden. An die verbundenen

5 Emitteranschlüsse der Transistoren 26 und 27 ist über einen Koppelkondensator 21 das Signal LO eines Oszillators angelegt. Das gegenphasige Signal -LO ist über einen Koppelkondensator 121 an die verbundenen Emitteranschlüsse des Transistorpaars 28 und 29 angelegt. Zwischen dem

10 Widerstand 30 und dem Kondensator 31 ist eine Steuerspannung  $U_s$  angeschlossen, welche von dem in der Figur nicht dargestellten Signal AGQC abgeleitet ist. Mittels der Steuerspannung  $U_s$  sind die Arbeitspunkte der Differenzverstärker aus den Transistorpaaren 26 und 27

15 sowie 28 und 29 einstellbar. Die Kollektoranschlüsse der Transistoren 26 und 28 sind miteinander verbunden. Ebenso sind die Kollektoranschlüsse der Transistoren 27 und 29 miteinander verbunden. An den verbundenen Kollektoranschlüssen der Transistoren ist das

20 Zwischenfrequenzsignal ZF und das zugehörige gegenphasige Signal -ZF über Auskoppelkondensatoren 23 und 123 abgreifbar. Zwischen den verbundenen Kollektoranschlüssen der Transistorpaare 26 und 28 sowie 27 und 29 ist eine

25 Parallelschaltung einer Induktivität 19 und eines Kondensators 18 angeordnet. Die Schaltung aus der Induktivität und dem Kondensator bilden ein Zwischenfrequenzfilter 17. In der Fig. 4 besteht die Induktivität 19 aus zwei in Reihe geschalteten Teilinduktivitäten, an deren Mittelanschluss die

30 Versorgungsspannung für die Differenzverstärker eingespeist ist. Durch die Einspeisung der Versorgungsspannung über den Mittelanschluss wird der Einfluss des Gleichstroms auf die Induktivität vermieden.

35 In Fig. 5 ist eine Darstellung der Intermodulationsfestigkeit IM3 eines Transistors in

Abhängigkeit vom Kollektorstrom wiedergegeben. An der Kennlinienschar ist deutlich zu erkennen, dass die Größe der Intermodulationsfestigkeit bei konstanter Kollektor-Emitterspannung eine Funktion des Kollektorstroms darstellt.

In Fig. 6 ist beispielhaft eine vereinfachte schematische Darstellung der Eingangs- bzw. Ausgangssignale eines Mischers bei verschiedenen Arbeitspunkten eines Transistors dargestellt. In Fig. 6a sind zwei Eingangssignale  $RF_{\text{Nutz}}$  und  $RF_{\text{Nachbar}}$  mit gleichen Signalpegeln dargestellt. Das Nutzsignal  $RF_{\text{Nutz}}$  hat eine Frequenz von 205 MHz. Das Nachbarsignal  $RF_{\text{Nachbar}}$  hat eine Frequenz von 214 MHz. Es sei angenommen, dass der Oszillator des Mischers bei einer Frequenz von 200 MHz arbeitet. In dem Mischer entstehen einerseits die Zwischenfrequenzsignale  $ZF_{\text{Nutz}}$  und  $ZF_{\text{Nachbar}}$  sowie andererseits das unerwünschte Intermodulationsprodukt  $ZF_{\text{Stör}}$ . Das Nutzzwischenfrequenzsignal  $ZF_{\text{Nutz}}$  liegt bei 5 MHz (205 MHz - 200 MHz), das Nachbarzwischenfrequenzsignal liegt bei 14 MHz (214 MHz - 200 MHz) und das durch Intermodulation gebildete Störzwischenfrequenzsignal  $ZF_{\text{Stör}}$  liegt bei 4 MHz (200 MHz - (2 x 205 MHz - 214 MHz)). In der Fig. 6b sind beispielhafte Nutz-, Nachbar- und Störzwischenfrequenzsignale dargestellt. Für das Diagramm in der Fig. 6b sei angenommen, dass der Misch-Transistor auf eine große Mischverstärkung eingestellt ist. Die drei Zwischenfrequenz-Ausgangssignale weisen einen relativ hohen Pegel auf, wobei das Störzwischenfrequenzsignal  $ZF_{\text{Stör}}$  nur einen geringfügig niedrigeren Pegel aufweist als das Nutzzwischenfrequenzsignal  $ZF_{\text{Nutz}}$ . Der Intermodulationsabstand, welcher der Abstand zwischen dem Nutzsignal und dem Störsignal ist, liege beispielsweise bei X dBc, wobei dBc für eine gewichtete Messung steht. In der Fig. 6c sind die Ausgangssignale des Mischers bei niedrigerer Mischverstärkung des Mischer-Transistors

dargestellt. Das Nutz-Zwischenfrequenzsignal  $ZF_{\text{Nutz}}$  weist einen geringeren Pegel auf als in der Fig. 6b. Das Störzwischenfrequenz-Signal  $ZF_{\text{Stör}}$  ist nicht im gleichen Maße kleiner geworden wie das Nutz-Zwischenfrequenzsignal.

- 5 Der Intermodulationsabstand wurde gegenüber dem Beispiel aus Fig. 6b deutlich erhöht und betrage  $Y$  dBc. Es gilt hier, dass  $Y$  dBc größer ist als  $X$  dBc.

**Patentansprüche**

1. Steuerbarer Mischer (3) mit mindestens einem Transistor (12), welchem ein Oszillatorsignal (LO) und ein Eingangssignal ( $RF_{IN}$ ) zugeführt sind, wobei das Eingangssignal ( $RF_{IN}$ ) ein Nutzsignal ( $RF_{Nutz}$ ) und weitere Signale ( $RF_{Nachbar}$ ) umfasst, und wobei an einem Ausgang des Mixers (3) ein Ausgangssignal (ZF) ansteht, **dadurch gekennzeichnet, dass** eine Steuerung vorgesehen ist, welche in Abhängigkeit von der Signalqualität des Ausgangssignals (ZF) ein Steuersignal ( $U_S$ ) an den Mischer anlegt, dass mittels des Steuersignals ( $U_S$ ) der Arbeitspunkt des mindestens einen Transistors (12) einstellbar ist, wobei in Abhängigkeit von dem Arbeitspunkt des mindestens einen Transistors (12) die Intermodulationsfestigkeit und/oder das Rauschen des Ausgangssignals (ZF) veränderbar sind.
2. Steuerbarer Mischer nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** ein dem Mischer (3) nachgeschalteter Demodulator (8) und eine Auswerteschaltung (7) zur Bewertung der Signalqualität des Ausgangssignals (ZF) vorgesehen sind.
3. Steuerbarer Mischer nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Auswerteschaltung (7) die Fehlerrate eines digital codierten Signals bewertet.
4. Steuerbarer Mischer nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** ein Speicher (5) zur Aufnahme von Startwerten vorgesehen ist, von denen ausgehend die Signalqualität bewertbar und optimierbar ist.

5. Steuerbarer Mischer nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Startwerte Informationen über eine gewünschte minimale Signalqualität, die Symbolrate, die Coderate und/oder das  
5 Modulationsverfahren umfassen, und in Abhängigkeit von den Startwerten Optimierungsroutinen zur Empfangsoptimierung auswählbar sind.
6. Verfahren zur Steuerung eines Mixers (3) in einem  
10 Empfänger mit mindestens einem Transistor (12), welchem ein Oszillatorsignal (LO) und ein Eingangssignal ( $RF_{IN}$ ) zugeführt sind, wobei das Eingangssignal ( $RF_{IN}$ ) ein Nutzsignal ( $RF_{Nutz}$ ) und weitere Signale ( $RF_{Nachbar}$ ) umfasst, und wobei an einem Ausgang des Mixers (3) ein  
15 Ausgangssignal (ZF) ansteht, **dadurch gekennzeichnet, dass** das Verfahren folgende Schritte umfasst:  
- Bewertung der Signalqualität des Ausgangssignals (ZF);  
- Einstellung des Arbeitspunktes des mindestens einen  
20 Transistors (12) in Abhängigkeit von der Qualität des Ausgangssignals (ZF);  
und dass über den Arbeitspunkt des mindestens einen Transistors (12) die Intermodulationsfestigkeit und/oder das Rauschen des mindestens einen Transistors  
25 (12) eingestellt werden.
7. Verfahren nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Bewertung der Signalqualität die Fehlerrate eines digital codierten Signals ausgewertet wird.  
30
8. Verfahren nach Anspruch 6 oder 7, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Bewertung der Signalqualität und zur Einstellung des Arbeitspunktes des Transistors (12) zunächst gespeicherte Startwerte ausgewählt  
35 werden.

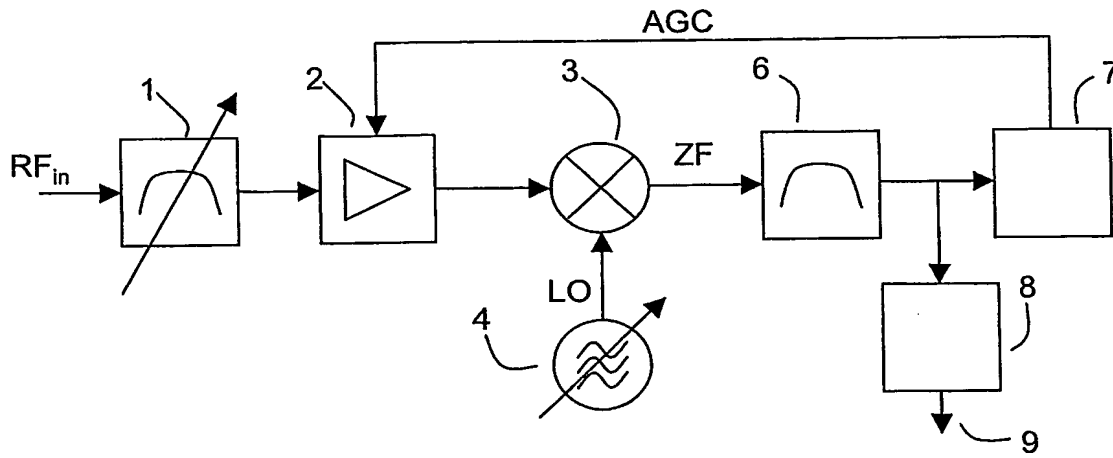
9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass  
für unterschiedliche Modulationsverfahren, Code-  
und/oder Symbolraten verschiedene Startwerte und/oder  
5 Optimierungsroutinen ausgewählt werden.



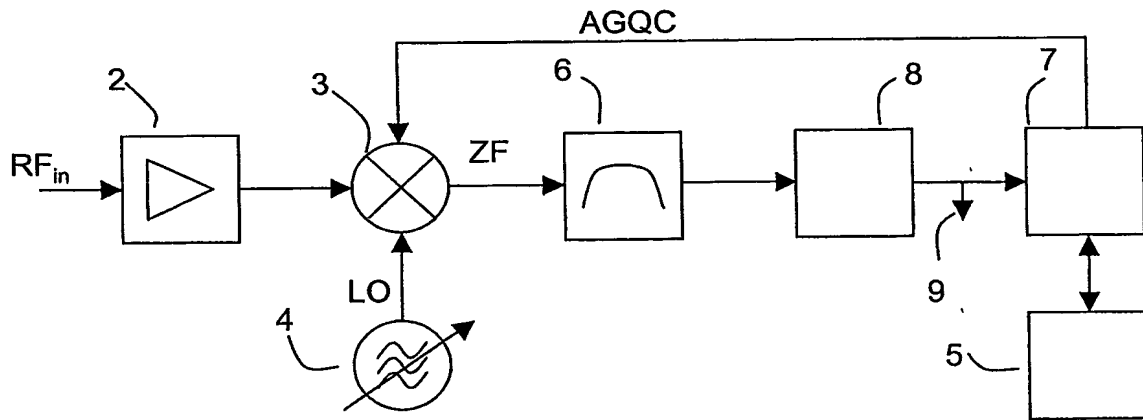
### Zusammenfassung

In einem Überlagerungsempfänger ist ein Mischer mit mindestens einem Transistor vorgesehen, dessen Arbeitspunkt  
5 dynamisch verändert werden kann. Zur Steuerung des Arbeitspunktes wird die Qualität des Ausgangssignals des Mischers bewertet. Der Arbeitspunkt wird so eingestellt, dass bei starken Intermodulationsstörungen der Kollektorstrom erhöht wird, wodurch die  
10 Intermodulationsfestigkeit verbessert wird. Bei geringen Intermodulationsstörungen wird der Kollektorstrom verringert, wodurch das Transistorrauschen verringert wird. Außerdem reduziert sich in diesem Fall die Stromaufnahme. Die Schaltung und das Verfahren eignen sich insbesondere  
15 für HF-Empfänger ohne abstimmbare Eingangsfilter und für Empfänger, bei denen der Energieverbrauch niedrig sein muss.

20 Fig. 2



**Fig. 1** Stand der Technik



**Fig. 2**

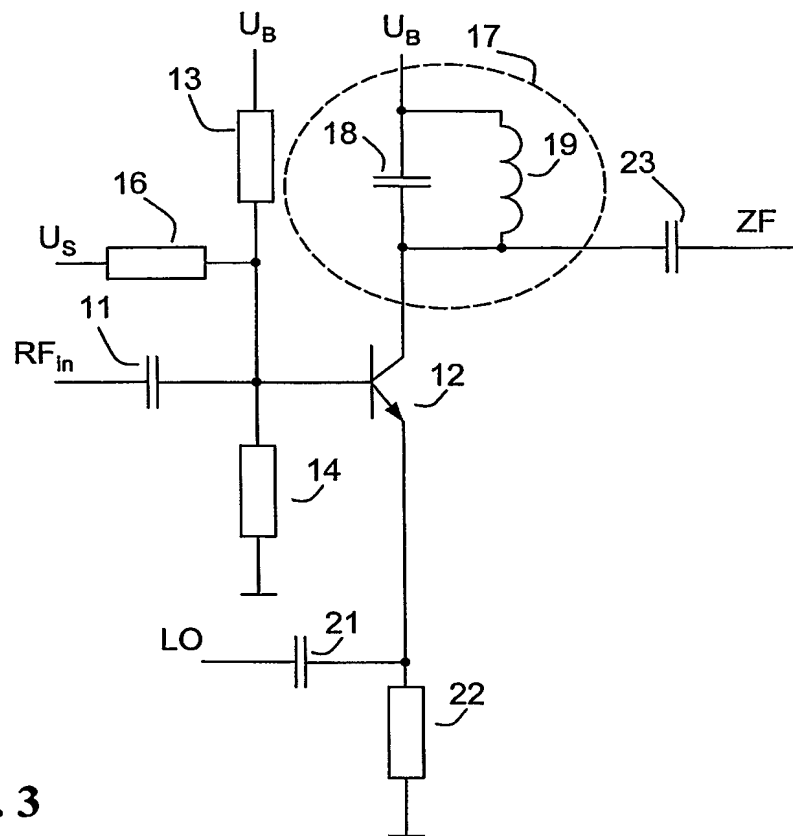


Fig. 3

**Intermodulation Intercept Point  $IP_3 = f(I_C)$**

(3rd order, Output,  $Z_S = Z_L = 50\Omega$ )

$V_{CE}$  = Parameter,  $f = 900\text{MHz}$

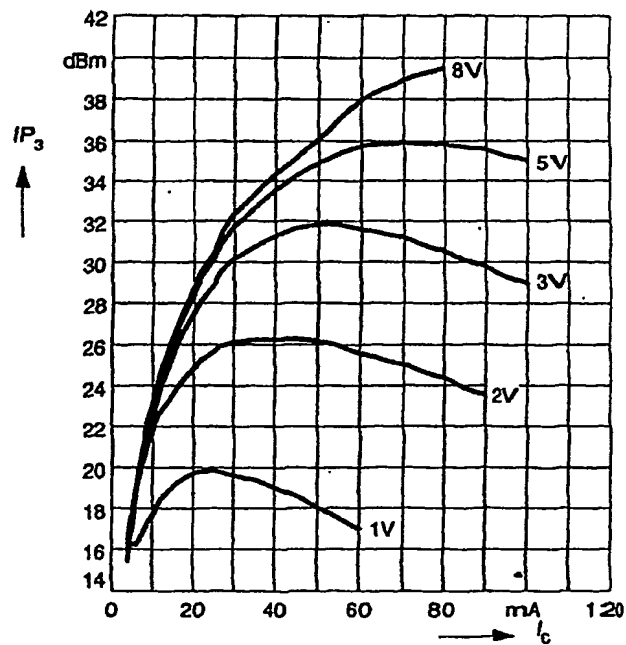


Fig. 5

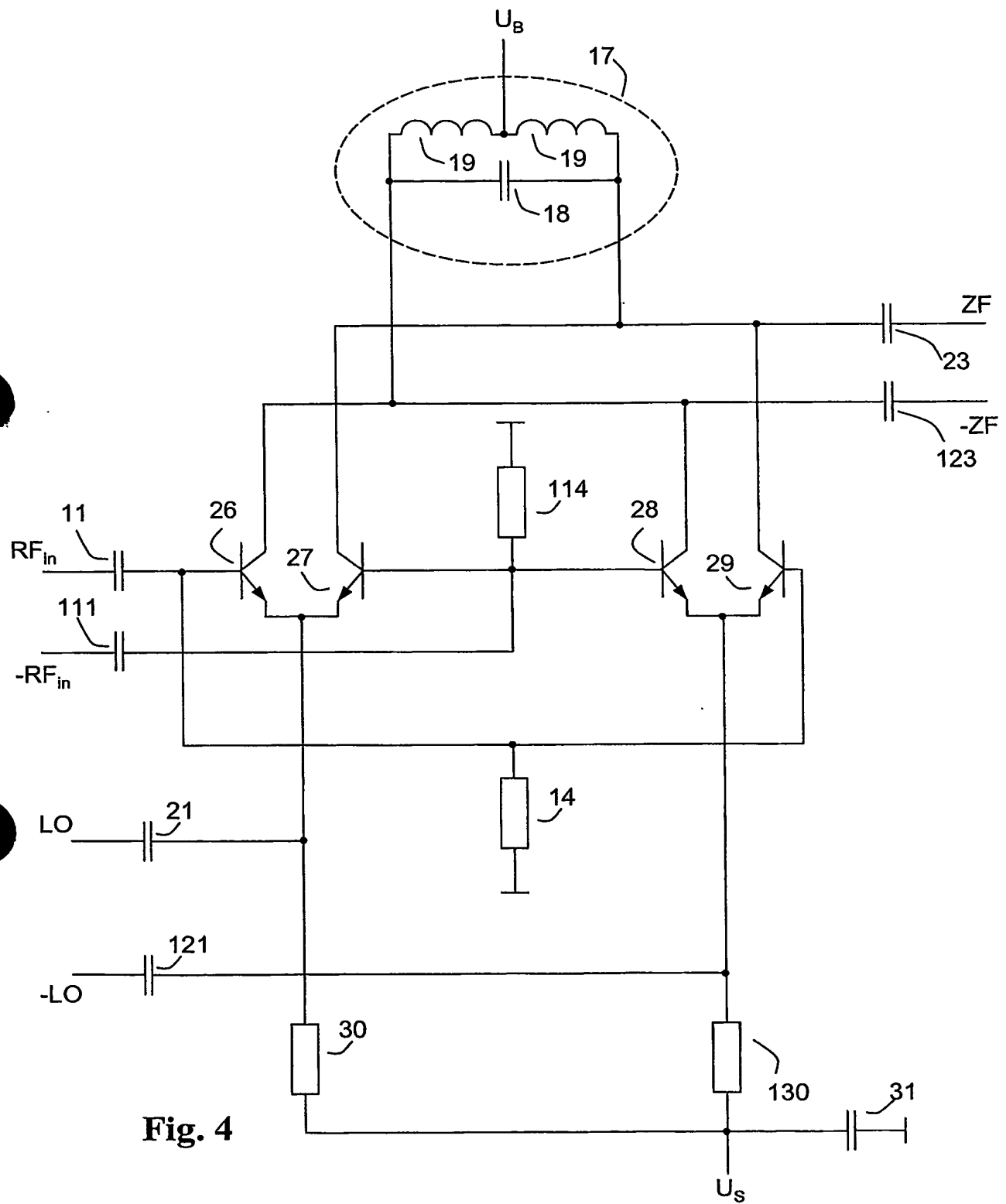


Fig. 4

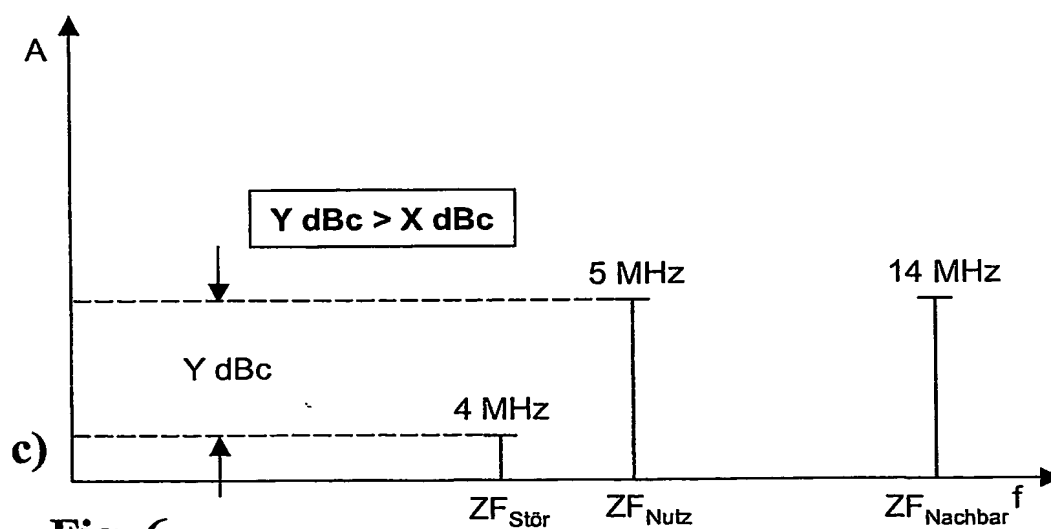
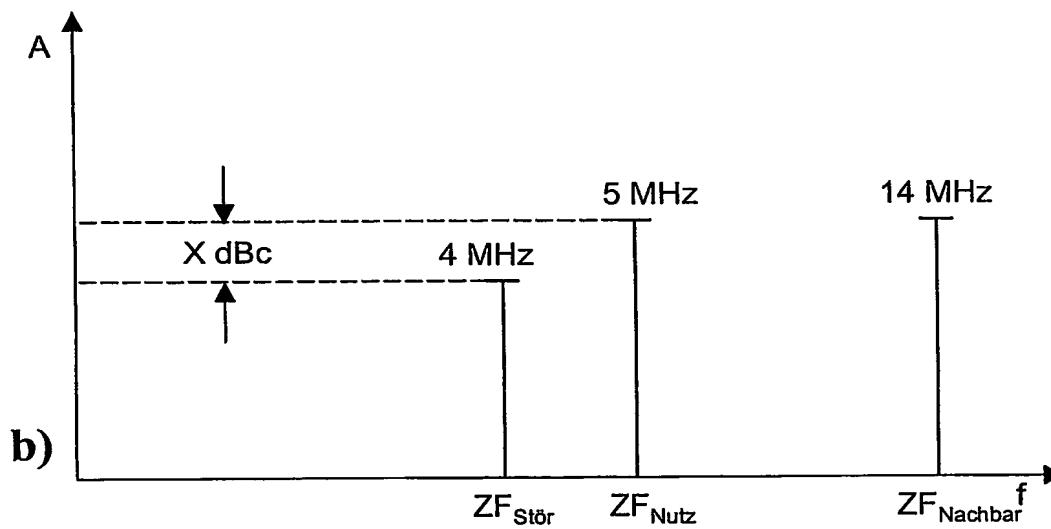
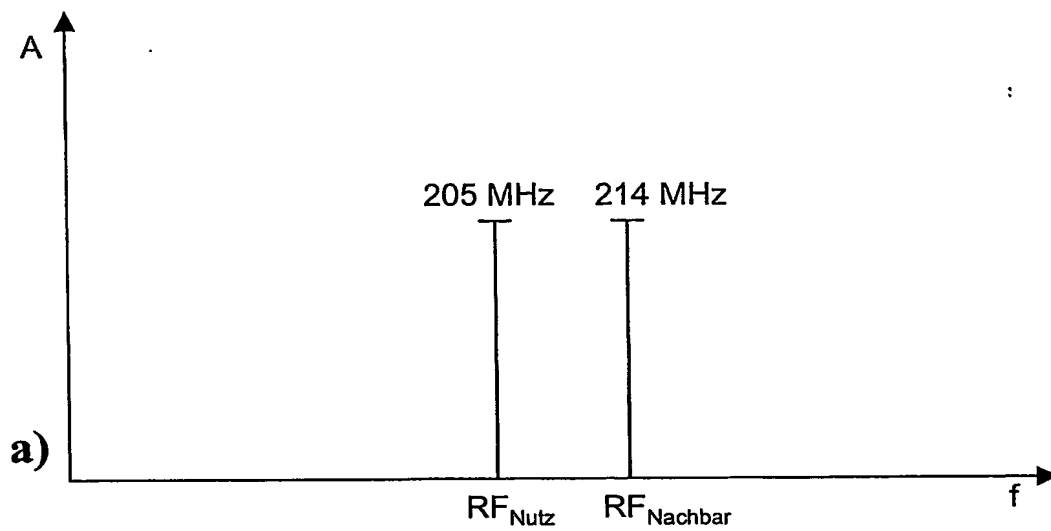


Fig. 6